



УДК 621.396.931 (0,75)

ВОПРОСЫ ТЕОРИИ

Повышение помехоустойчивости радиосвязи



Анатолий ВОЛКОВ
Anatoly A. VOLKOV

Галина КАРПОВА
Galina V. KARPOVA



Олег ЖУРАВЛЕВ
Oleg E. ZHURAVLEV

Волков Анатолий Алексеевич — доктор технических наук, профессор Московского государственного университета путей сообщения (МИИТ).

Карпова Галина Вячеславовна — аспирант МИИТ.

Журавлев Олег Евгеньевич — аспирант МИИТ.

Разработана корреляционная методика определения нелинейных искажений однополосного колебания, сформированного по речевому сигналу (РС). С ее помощью обеспечивается повышение помехоустойчивости железнодорожной связи в 3–5 раз путем передачи широкоограниченных по амплитуде (клиппированных) РС с восстановлением их огибающей на приемной стороне.

Ключевые слова: железнодорожная радиосвязь, помехоустойчивость, корреляционная методика, речевой сигнал, клиппирование, коэффициент нелинейных искажений.

Железнодорожные радиостанции функционируют в сложной помеховой обстановке, под воздействием сильных флуктуационных, импульсных, сосредоточенных по спектру помех при ограниченном энергетическом ресурсе. Поэтому устойчивость приема сигналов в этих условиях не всегда достаточная, что может отрицательно сказываться на безопасности движения поездов.

До настоящего времени радиостанциями используется узкополосная аналоговая частотная модуляция (ЧМ), помехоустойчивость которой, выраженная через обобщенный выигрыш системы, обратно пропорциональна квадрату пик-фактора p^2 . Если речевой сигнал не ограничен по амплитуде, как в железнодорожных радиостанциях, то $p^2=10$, а при глубоком амплитудном ограничении (клиппировании) $p^2<10$. То есть, выходит, при клиппировании помехоустойчивость приема повыша-

ется в $\gamma = \frac{p^2}{p_{кл}^2}$ раз.

Представляет интерес определить количественно этот выигрыш в зависимости от порога ограничения сигналов. Однако амплитудное ограничение речевого сигнала

ла (РС) сопровождается его нелинейными искажениями. Для их уменьшения ограничивают однополосный сигнал, сформированный по РС, с последующим переносом его в тональный диапазон частот [1].

Для оценки нелинейных искажений на выходе амплитудного ограничителя однополосного сигнала воспользуемся корреляционным методом применительно к балансно-модулированному колебанию (БМК), представляющему собой двухполосную амплитудную модуляцию (АМ) без несущей. Как известно [2], функция корреляции БМК равна произведению корреляционной функции модулирующего сигнала и функции корреляции гармонического колебания несущей частоты $u(t) = U \cos \omega_0 t$. В данном случае модулирующим является речевой сигнал с нормированной функцией корреляции, называемой коэффициентом корреляции, среднее значение которого [3] $R_1(\tau) = e^{-\rho|\tau|} \cos \Omega_0 \tau$. Среднее же значение коэффициента корреляции колебания несущей частоты $R_2(\tau) = \cos \omega_0 \tau$, и поэтому средний коэффициент корреляции БМК:

$$R_{\text{БМК}}(\tau) = R_1(\tau) \cdot R_2(\tau) = e^{-\rho|\tau|} \cos \Omega_0 \cdot \cos \omega_0 \tau = \\ = 0,5 e^{-\rho|\tau|} [\cos(\omega_0 + \Omega_0) + \cos(\omega_0 - \Omega_0) \tau],$$

где $\rho = 10^3$ Гц, а $\Omega_0 = 2\pi F_0 = 2\pi \cdot 400$ рад/с.

Видно, что коэффициент корреляции БМК подобен самой БМК, так что такое подобие имеет место не только для АМ [4], но и для ее разновидностей. Поэтому средний коэффициент корреляции однополосного сигнала (ОБП АМ) $R_0(\tau) = e^{-\rho|\tau|} \cos(\omega_0 + \Omega_0) \tau$.

Функция корреляции узкополосного (однополосного) сигнала на выходе амплитудного ограничителя определяется известным выражением [5]

$$B_{\text{вых}}(\tau) = \sum_{n=0}^{\infty} C_n^2 \frac{R_0^n(\tau)}{n!}, \quad (1)$$

где $R_0(\tau)$ — коэффициент корреляции однополосного сигнала на входе ограничителя;

$$C_n = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} f(\sigma, x) H_n(x) e^{-\frac{x^2}{2}} dx -$$

коэффициенты, определяемые амплитудной характеристикой ограничителя

$y = f(x)$, полиномом Эрмита $H_n(x)$, среднеквадратичным значением σ входного случайного сигнала.

Амплитудную характеристику ограничителя аппроксимируем аналитически в виде

$$U_{\text{вых}} = \begin{cases} \frac{U_0}{U_n} U_{\text{вх}} & \text{при } |U_{\text{вх}}| \leq U_n; \\ U_0 \text{sign} U_{\text{вх}} & \text{при } |U_{\text{вх}}| > U_n. \end{cases}$$

Так как члены ряда (1) быстро убывают (пропорционально $n!$), а коэффициенты $C_n = 0$ при нечетных n , то можно ограничиться пятью членами ряда, и тогда

$$B_{\text{вых}}(\tau) = A_1 R_0(\tau) + A_3 R_0^3(\tau) + A_5 R_0^5(\tau), \quad (2)$$

где при такой характеристике ограничителя:

$$A_0 = C_0 = 0;$$

$$A_1 = C_1^2 = U_0^2 \left[\frac{2\Phi(\beta) - 1}{\beta} \right]^2;$$

$$A_3 = \frac{1}{6} C_3^2 = \frac{U_0^2}{3\pi} e^{-\beta^2};$$

$$A_5 = \frac{1}{120} C_5^2 = \frac{U_0^2}{60\pi} e^{-\beta^2} (3 - \beta^2)^2.$$

$$\text{Здесь } \Phi(\beta) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^\beta e^{-t^2/2} dt -$$

интеграл вероятностей, а $\beta = \frac{U_n}{\sigma_{\text{вх}}}$ — относительный порог ограничения.

При $\beta = 1$ ограничение происходит на уровне действующего значения, а при $\beta = 3$ ограничение фактически отсутствует.

Отметим, что полученный коэффициент A_1 отличается от такового в [6] наличием в числителе квадратной скобки сомножителя 2 и слагаемого -1 .

Теперь ряд (2) можно записать так:

$$B_{\text{вых}}(\tau) = U_0^2 \left\{ \left[\frac{2\Phi(\beta) - 1}{\beta} \right]^2 R_0(\tau) + \right. \\ \left. + \frac{1}{3\pi} e^{-\beta^2} R_0^3(\tau) + \frac{1}{60\pi} e^{-\beta^2} (3 - \beta^2)^2 R_0^5(\tau) \right\}.$$

Поскольку $A_5 \ll A_3$, далее будем использовать только три члена ряда (2).

Спектральная плотность мощности (СПМ) однополосного сигнала на выходе амплитудного ограничителя определяется функцией корреляции согласно теореме





Таблица 1

β	β^2	$e^{-0.5\beta^2}$	$\Phi(\beta)$	$k_p, \%$	ρ	$\gamma, \text{раз}$
1	1	0,607	0,6827	41	1,74	3,3
2	4	0,1353	0,9545	7,4	1,52	4,33
3	9	0,0111	0,9973	0,8	2,1	2,27

Винера—Хинчина:

$$G_{\text{вых}}(\omega) = 2 \int_0^{\infty} B_{\text{вых}}(\tau) \cos \omega \tau d\tau =$$

$$= 2 \int_0^{\infty} [A_1 R_0(\tau) + A_3 R_0^3(\tau)] \cos \omega \tau d\tau =$$

$$= 2 A_1 \int_0^{\infty} R_0(\tau) \cos \omega \tau d\tau + 2 A_3 \int_0^{\infty} R_0^3(\tau) \cos \omega \tau d\tau.$$

Видно, что СПМ состоит из двух слагаемых:

$G_1(\omega) = 2 A_1 \int_0^{\infty} R_0(\tau) \cos \omega \tau d\tau$ — СПМ неискаженного сигнала;

$G'_1(\omega) = 2 A_3 \int_0^{\infty} R_0^3(\tau) \cos \omega \tau d\tau$ — СПМ нелинейных искажений.

Вычислим эти СПМ, подставив в них значения $R_0(\tau)$.

$$G_1(\omega) = 2 A_1 \int_0^{\infty} e^{-\rho \tau} \cos(\omega_0 + \Omega_0) \cos \omega \tau d\tau =$$

$$= A_1 \int_0^{\infty} e^{-\rho \tau} \left[\cos(\omega + \omega_0 + \Omega_0) \tau + \cos(\omega - \omega_0 - \Omega_0) \tau \right] d\tau.$$

Так как последний интеграл является табличным вида

$$\int e^{ax} \cos bx dx = \frac{e^{ax}}{a^2 + b^2} (a \cos bx + b \sin bx), \quad (3)$$

$$\text{то}$$

$$G_1(\omega) = A_1 \left(\frac{\rho}{\rho^2 + (\omega + \omega_0 + \Omega_0)^2} + \frac{\rho}{\rho^2 + (\omega - \omega_0 - \Omega_0)^2} \right).$$

СПМ нелинейных искажений

$$G'_1(\omega) = 2 A_3 \int_0^{\infty} R_0^3(\tau) \cos \omega \tau d\tau =$$

$$= 2 A_3 \int_0^{\infty} e^{-3\rho \tau} \cos^3(\omega_0 + \Omega_0) \tau \cos \omega \tau d\tau.$$

Преобразуем

$$\cos^3(\omega_0 + \Omega_0) \tau =$$

$$= \cos(\omega_0 + \Omega_0) \tau \cdot \cos^2(\omega_0 + \Omega_0) \tau =$$

$$= \cos(\omega_0 + \Omega_0) \tau \frac{1 + \cos 2(\omega_0 + \Omega_0) \tau}{2} =$$

$$= \frac{1}{2} \cos(\omega_0 + \Omega_0) \tau + \frac{1}{4} \cos 2(\omega_0 + \Omega_0) \tau +$$

$$+ \frac{1}{4} \cos 3(\omega_0 + \Omega_0) \tau = \frac{3}{4} \cos(\omega_0 + \Omega_0) \tau +$$

$$+ \frac{1}{4} \cos 3(\omega_0 + \Omega_0) \tau.$$

Третья гармоника (второе слагаемое) находится далеко за пределами полосы пропускания нагрузочного фильтра ограничителя, и поэтому ею можно пренебречь.

Тогда

$$G'_1(\omega) = 2 A_3 \int_0^{\infty} e^{-3\rho \tau} \cos(\omega_0 + \Omega_0) \tau \cdot \cos \omega \tau d\tau =$$

$$= \frac{3}{4} A_3 \int_0^{\infty} e^{-3\rho \tau} \left[\cos(\omega + \omega_0 + \Omega_0) \tau + \cos(\omega - \omega_0 - \Omega_0) \tau \right] d\tau.$$

С учетом (3) имеем

$$G'_1(\omega) = 0,75 \cdot A_3 \cdot \left(\frac{3\rho}{9\rho^2 + (\omega + \omega_0 + \Omega_0)^2} + \frac{3\rho}{9\rho^2 + (\omega - \omega_0 - \Omega_0)^2} \right).$$

Средняя мощность неискаженного сигнала в полосе частот однополосного колебания

$$P_1 = \int_{\omega_0 + \Omega_1}^{\omega_0 + \Omega_2} G_1(\omega) d\omega =$$

$$= A_1 \int_{\omega_0 + \Omega_1}^{\omega_0 + \Omega_2} \frac{\rho}{\rho^2 + (\omega + \omega_0 + \Omega_0)^2} d\omega +$$

$$+ A_1 \int_{\omega_0 + \Omega_1}^{\omega_0 + \Omega_2} \frac{\rho}{\rho^2 + (\omega - \omega_0 - \Omega_0)^2} d\omega =$$

$$= A_1 \left[\arctg \left(\frac{2\omega_0 + \Omega_0 + \Omega_2}{\rho} \right) - \arctg \left(\frac{2\omega_0 + \Omega_0 + \Omega_1}{\rho} \right) \right] +$$

$$+ A_1 \left[\arctg \left(\frac{\Omega_2 - \Omega_0}{\rho} \right) - \arctg \left(\frac{\Omega_1 - \Omega_0}{\rho} \right) \right].$$

Подставим численные значения $f_0 = 10$ кГц, $F_0 = 400$ Гц, $\rho = 1000$ Гц, $F_2 = 3400$ Гц, $F_1 = 300$ Гц, получим $P_1 = 2,08 A_1$.

Средняя мощность нелинейных искажений

$$P'_1 = \int_{\omega_0 + \Omega_1}^{\omega_0 + \Omega_2} G'_1(\omega) d\omega =$$

$$= 0,75 A_3 \int_{\omega_0 + \Omega_1}^{\omega_0 + \Omega_2} \frac{3\rho}{9\rho^2 + (\omega + \omega_0 + \Omega_0)^2} d\omega +$$

$$+ 0,75 A_3 \int_{\omega_0 + \Omega_1}^{\omega_0 + \Omega_2} \frac{3\rho}{\rho^2 + (\omega - \omega_0 - \Omega_0)^2} d\omega =$$

$$= 0,75 \cdot A_3 \left[\arctg \left(\frac{2\omega_0 + \Omega_0 + \Omega_2}{3\rho} \right) - \arctg \left(\frac{2\omega_0 + \Omega_0 + \Omega_1}{3\rho} \right) \right] +$$

$$+0,75 \cdot A_3 \left[\arctg \left(\frac{\Omega_2 - \Omega_0}{3\rho} \right) - \arctg \left(\frac{\Omega_1 - \Omega_0}{3\rho} \right) \right].$$

Подставляя в это выражение значения частот, получим, что $P'_1 = 1,24A_3$.

Тогда коэффициент нелинейных искажений однополосного колебания на выходе амплитудного ограничителя

$$k_f = \sqrt{\frac{P'_1}{P_1}} = \sqrt{0,609 \frac{A_3}{A_1}} = 0,25 \frac{\beta e^{-0,5\beta^2}}{2\Phi(\beta) - 1}.$$

Представляет интерес и пик-фактор $p = \frac{U_0}{\sigma_{огр}}$ однополосного сигнала на выходе амплитудного ограничителя.

Эффективное значение напряжения ограниченного сигнала

$$\begin{aligned} \sigma_{огр} &= \sqrt{P_1 + P'_1} = \sqrt{2,08A_1 + 1,244A_3} = \\ &= U_0 \sqrt{2,08 \left[\frac{2\Phi(\beta) - 1}{\beta} \right]^2 + 0,13e^{-\beta^2}}. \end{aligned}$$

Тогда пик-фактор

$$p = \frac{U_0}{\sigma_{огр}} = \frac{1}{\sqrt{2,08 \left[\frac{2\Phi(\beta) - 1}{\beta} \right]^2 + 0,13e^{-\beta^2}}}.$$

Результаты расчетов коэффициента нелинейных искажений и пик-фактора однополосного сигнала на выходе амплитудного ограничителя представлены в таблице 1. Здесь же значения выигрыша в помехоустойчивости $\gamma = \frac{10}{p^2}$ железнодорожной радиосвязи с ЧМ в зависимости от β .

Клиппирование речевого сигнала несколько ухудшает качество речи на приемной стороне. Во избежание этого необходимо восстановить огибающую клиппированного речевого сигнала, что можно сделать с помощью преобразования Гильберта, как в [7].

ВЫВОДЫ

1. Получена формула среднего коэффициента корреляции R_0 входного однополосного колебания, сформированного по речевому сигналу.

2. Разработана корреляционная методика определения нелинейных искажений однополосного колебания на выходе амплитудного ограничителя и его пик-фактора.

3. Пик-фактор клиппированного однополосного сигнала имеет минимум, равный 1,52, соответствующий коэффициенту нелинейных искажений 7,4%, что можно считать нормой. Выигрыш в помехоустойчивости приема сигналов при этом составляет 4,33 раза.

ЛИТЕРАТУРА

1. Патент РФ на изобретение № 2371783. Способ передачи клиппированных речевых сигналов с помощью ФМн на 180° и устройство для его осуществления / А. А. Волков. Приоритет от 25.05.2007.
2. Игнатов В. А. Теория информации и передачи сигналов. — М. 1979.
3. Величин А. И. Теория дискретной передачи непрерывных сообщений. — М. 1970.
4. Вилицкий А. С. Модулированные фильтры и следящий прием ЧМ. — М. 1969.
5. Левин Б. Р. Теоретические основы статической радиотехники. — М.: Советское радио, 1964. — 1.
6. Верзунов М. В. Однополосная модуляция в радиосвязи. — М.: Воениздат, 1972.
7. Волков А. А. Синтетический метод передачи речевых сигналов // Электросвязь. — 2004. — № 7. ●

INCREASING INTERFERENCE IMMUNITY OF RADIO COMMUNICATION

Volkov, Anatoly A. — D.Sc. (Tech), professor of Moscow State University of Railway Engineering (MIIT).

Zhuravlev, Oleg E. — Ph.D. student of Moscow State University of Railway Engineering (MIIT).

Karpova, Galina V. — Ph.D. student of Moscow State University of Railway Engineering (MIIT).

The authors have engineered and described the correlation methods of detection of non-linear distortion of single-band oscillation formed by speech waveform. The method ensures the growth of noise immunity of railway communications by 3-5 times via transmission of deeply limited at amplitude (clipped) speech waveforms and further rebuilding of their envelope at the receiving site.

Key words: railway communications, interference immunity, noise immunity, correlation method, speech waveform, non-linear distortion rate.

Координаты авторов (contact information): Волков А. А. — (495) 684–24–39, Карпова Г. В. — GKarpova@systematic.ru

